

Особое место среди пассивных и полупассивных систем занимают магнитные системы управления (МС). При получении управляющих моментов в МС используются специальные магнитные исполнительные органы (постоянные магниты или электромагнитные катушки), взаимодействующие с геомагнитным полем.

Одним из главных достоинств МС является то, что с их помощью сравнительно легко выполняются все функции управления, как и в газореактивных системах. Кроме того, масса и энергопотребление МС малы, причем существует целый ряд систем и устройств, вообще не требующих энергоснабжения (постоянные магниты). По указанным причинам такие системы эффективно используются на малых спутниках, имеющих длительные сроки пребывания на орбите. На вращательное движение спутника кроме магнитных моментов также влияют возмущающие гравитационные, аэродинамические и другие моменты. Известно, что при определенных сочетаниях внешних моментов наблюдаются резонансные явления при движении относительно центра масс. С практической точки зрения важным является получение условий реализации резонансных явлений, которые позволяют определить величину магнитного момента микроспутника.

Рассматривается задача расчета магнитного момента микроспутника, приводящего к выполнению условия внешней устойчивости резонанса. Для получения условия внешней устойчивости резонанса применяется второй метод Ляпунова. Решение задачи нахождения магнитного момента можно представить в виде некоторой последовательности действий.

На первом этапе решения требовалось получить усредненное в нерезонансном случае уравнение для медленной переменной (резонансного соотношения частот), которая определяет влияние резонанса на поведение рассматриваемой системы вдали от резонансных зон.

На втором этапе для получения условия внешней устойчивости резонанса применялся метод Ляпунова. В результате было записано выражение, которое применялось для расчета величины магнитного момента микроспутника.

ОПТИМИЗАЦИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ДАТЧИКА ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

В.А. Медников

Самарский государственный аэрокосмический университет, г. Самара

В статье рассматривается оптимизация динамической характеристики индуктивного датчика перемещений путём минимизации общей пог-

решности фильтрации продуктов синхронного квадратурного детектора. Приведены сравнительные результаты оптимизации для фильтров на основе интегрирующих RC цепочек и дискретного фильтра скользящего усреднения.

Преобразователи линейных перемещений (ППП) являются одним из важных измерительных элементов высокоточных систем управления и контроля, особенно в авиационной и ракетно-космической технике. Разработкой и выпуском точных и компактных преобразователей перемещения занимаются достаточно многие фирмы, но только очень немногие из них могут выпускать преобразователи для жестких условий эксплуатации (Heidenhain, Германия; Sony и Mitutoyo, Япония; Harley Precision Instrument, США и некоторые др.). Однако, вопросам быстродействия и вопросам оптимизации динамических погрешностей уделялось недостаточное внимание.

При запитке обмоток возбуждения индуктивных датчиков перемещений трансформаторного типа гармоническим напряжением частотой f_0 на его измерительных обмотках формируются сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$, амплитуды которых связаны с контролируемыми перемещениями $x(t)$:

$$s_1(t) = [S_0 + k_x x(t)] \cdot \cos(2\pi f_0 t + \psi), \quad s_2(t) = [S_0 - k_x x(t)] \cdot \cos(2\pi f_0 t + \psi), \quad (1)$$

где k_x — коэффициент преобразования перемещения в напряжение, S_0 — амплитуда гармонического напряжения измерительной обмотки при $x(t) = 0$, ψ — фазовый сдвиг между напряжением возбуждения и напряжением измерительной обмотки, обусловленный активными потерями энергии в обмотках и элементах магнитной цепи. Введя безразмерную функцию преобразования:

$$\mu(t) = \frac{k_x}{S_0}, \quad (2)$$

выражения (1) будут иметь вид:

$$s_1(t) = S_0 \cdot [1 + \mu(t)] \cdot \cos(2\pi f_0 t + \psi), \quad s_2(t) = S_0 \cdot [1 - \mu(t)] \cdot \cos(2\pi f_0 t + \psi). \quad (3)$$

Суммируя и вычитая напряжения измерительных обмоток получаем два сигнала:

$$s_p(t) = s_1(t) - s_2(t) = 2 \cdot S_0 \cdot \mu(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \psi),$$

$$s_c(t) = s_1(t) + s_2(t) = 2 \cdot S_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t + \psi). \quad (4)$$

При квадратурном синхронном детектировании перемножая эти сигналы на два гармонических ортогональных напряжения

$$V_c = V_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t), \quad V_s = V_0 \cdot \sin(2\pi f_0 t), \quad (5)$$

получаем четыре сигнала:

$$U_{pc} = 2 \cdot S_0 \cdot V_0 \cdot \mu(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \psi) \cdot \cos(2\pi f_0 t),$$

$$U_{ps} = 2 \cdot S_0 \cdot V_0 \cdot \mu(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \psi) \cdot \sin(2\pi f_0 t),$$

$$U_{cc} = 2 \cdot S_0 \cdot V_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t + \psi) \cdot \cos(2\pi f_0 t),$$

$$U_{cs} = 2 \cdot S_0 \cdot V_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t + \psi) \cdot \sin(2\pi f_0 t). \quad (6)$$

С учетом того, что

$$\begin{aligned} \cos(2\pi f_0 t + \psi) \cdot \cos(2\pi f_0 t) &= \frac{1}{2} [\cos(4\pi f_0 t + \psi) + \cos(\psi)], \\ \cos(2\pi f_0 t + \psi) \cdot \sin(2\pi f_0 t) &= \frac{1}{2} [\sin(4\pi f_0 t + \psi) - \sin(\psi)]. \end{aligned} \quad (7)$$

выражения (6) преобразуются и примут вид:

$$\begin{aligned} U_{pc} &= S_0 \cdot V_0 \cdot \cos(\psi) + S_0 \cdot V_0 \cdot \mu(t) \cdot \cos(4\pi f_0 t + \psi), \\ U_{ps} &= -S_0 \cdot V_0 \cdot \mu(t) \cdot \sin(\psi) + S_0 \cdot V_0 \cdot \mu(t) \cdot \sin(4\pi f_0 t + \psi), \\ U_{cc} &= S_0 \cdot V_0 \cdot \cos(\psi) + S_0 \cdot V_0 \cdot \cos(4\pi f_0 t + \psi), \\ U_{cs} &= -S_0 \cdot V_0 \cdot \sin(\psi) + S_0 \cdot V_0 \cdot \sin(4\pi f_0 t + \psi). \end{aligned} \quad (8)$$

Для подавления второй гармоники возбуждающего напряжения, полученные сигналы (8) пропускают через фильтры нижних частот, имеющие амплитудно-частотную характеристику $G(f)$. После фильтрации спектральная плотность сигналов может быть описана как:

$$\begin{aligned} U_{GPC}(f) &= S_0 \cdot V_0 \cdot \cos(\psi) \cdot \mu(f) \cdot G(f) + S_0 \cdot V_0 \cdot \mu(f) \cdot G(f) \cdot [\frac{1}{2}\delta(f-2f_0) + \frac{1}{2}\delta(f+2f_0)] \exp(i\psi), \\ U_{GPS}(f) &= -S_0 \cdot V_0 \cdot \sin(\psi) \cdot \mu(f) \cdot G(f) + S_0 \cdot V_0 \cdot \mu(f) \cdot G(f) \cdot [\frac{1}{2}\delta(f-2f_0) + \frac{1}{2}\delta(f+2f_0)] \exp[i(\psi - \pi/2)], \\ U_{GCC}(f) &= S_0 \cdot V_0 \cdot \cos(\psi) \cdot G(f) + S_0 \cdot V_0 \cdot G(f) \cdot [\frac{1}{2}\delta(f-2f_0) + \frac{1}{2}\delta(f+2f_0)] \exp(i\psi), \\ U_{GCS}(f) &= -S_0 \cdot V_0 \cdot \sin(\psi) \cdot G(f) + S_0 \cdot V_0 \cdot G(f) \cdot [\frac{1}{2}\delta(f-2f_0) + \frac{1}{2}\delta(f+2f_0)] \exp[i(\psi + \pi/2)]. \end{aligned} \quad (9)$$

Здесь $\mu(f)$ представляет спектральную плотность безразмерного перемещения $\mu(t)$.

Каждую пару сигналов можно представить в виде одного комплексного

$$\begin{aligned} W_{pc}(f) &= U_{GPC}(f) + i U_{GPS}(f), \\ W_{cc}(f) &= U_{GCC}(f) + i U_{GCS}(f). \end{aligned} \quad (10)$$

Выходной сигнал датчика перемещений в спектральной области можно получить поделив первый сигнал уравнений (10) на второй:

$$D(f) = W_{pc}(f) / W_{cc}(f) = \{ \mu(f) \cdot G(f) + \mu(f \pm 2f_0) \cdot G(f \pm 2f_0) \cdot \exp(i\psi) \} / \{ G(f) + G(f \pm 2f_0) \}. \quad (11)$$

Идеальный фильтр пропускает без искажений все частоты вплоть до наибольшей F_m из присутствующих в измеряемом перемещении и полностью задерживает все более высокочастотные. При этом спектры полезного сигнала и высокочастотных компонент не перекрываются при условии $F_m < f_0$. Таким образом, для идеального фильтра $Du(f) = \mu(f)$, при этом во временной области выходной сигнал совпадает с безразмерным перемещением $Du(t) = \mu(t)$.

Реальные фильтры искажают полезные компоненты и не полностью подавляют высокочастотные компоненты продуктов перемножения

В качестве критерия оптимизации фильтров предлагается принять среднеквадратическую относительную разность спектров безразмерного перемещения и выходного сигнала в частотной области $D(f)$:

$$\gamma = \sqrt{\int_{-f_m}^{f_m} \left(\frac{\mu(f) - D(f)}{\mu(f)} \right)^2 df} = \sqrt{\int_{-f_m}^{f_m} \left(1 - \frac{D(f)}{\mu(f)} \right)^2 df} \quad (12)$$

Если фильтром является интегрирующая RC цепочка, для которой $G(f) = 1/(1 + i \cdot 2\pi f R C)$

Обозначим $k = F_m \cdot RC$ и $Q = F_m/f_0$.

На рис. 1 представлено семейство зависимостей погрешности от безразмерного параметра интегрирующей RC цепочки для относительных частот $Q=0,01; 0,1; 0,2$ и $0,4$. Задаваясь максимальной частотой F_m спектра перемещений по графикам или с помощью формулы (12) можно определить оптимальные параметры фильтра, обеспечивающие минимальные динамические погрешности индуктивного датчика перемещений.

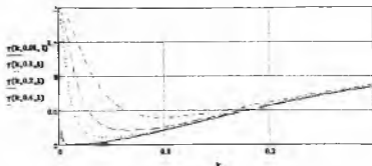


Рис. 1 Завязимость динамической погрешности индуктивного датчика линейных перемещений от параметра $k=F_mRC$ для $Q=F_m/f_0=0,01; 0,1; 0,2; 0,4$

Список использованных источников

1. В.С. Гутников. Фильтрация измерительных сигналов. [Текст] – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. – 192 с.: ил.
2. Кирьянов Д.В. Самоучитель Mathcad 11.- СПб.: БХВ-Петербург, 2003 - 560 с: ил..
3. В. И. Карпов. Проектирование датчиков для измерения механических величин. – М.: Машиностроение. 1979.
4. Аш Ж. Датчики измерительных систем Кн. I. – М.: Мир, 1992.
5. Дж. Фрайден. Современные датчики. Справочник. – М.: Техносфера. 2005.
6. Baumer (Швейцария) Индуктивные датчики с пропорциональным (аналоговым) выходом: <http://www.promsvstex.ru/catalog>
7. Baumer (Швейцария). Магнитные датчики, датчики линейных перемещений: <http://www.promsvstex.ru/catalog>